

JP Patent First Publication No. 9-130311

**TITLE: INTELLIGENT TRANSMITTER**

**Abstract:**

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To optimally control the detection characteristics of a reception circuit according to a load resistance value.

**SOLUTION:** Known transmission signals superimposed on 4-20mA loop current by a hand-held terminal 102 are passed through a reception filter circuit 10, then compared with a reference voltage in a detection circuit 9 and converted to digital signals. A microprocessor 4 sweeps a range stored inside a memory 6 beforehand by controlling the reference voltage, retrieves a reference voltage value of producing a reception error and the reference voltage value of not generating reception interruption and controls the reference voltage value to the intermediate value of both.

(51) Int.Cl. <sup>6</sup>	識別記号	序内整理番号	F I	技術表示箇所
H 04 B 3/50			H 04 B 3/50	
G 08 C 19/02			C 08 C 19/02	Z
H 04 L 25/03	9199 -5K		H 04 L 25/03	E

審査請求 未請求 請求項の数2 O L (全 5 頁)

(21)出願番号 特願平7-284810

(22)出願日 平成7年(1995)11月1日

(71)出願人 000005108

株式会社日立製作所

東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地

(71)出願人 000233240

日立計測エンジニアリング株式会社

312 茨城県ひたちなか市堀口字長久保832

番地2

(72)発明者 岡部 典利

茨城県ひたちなか市大字市毛882番地 株

式会社日立製作所計測器事業部内

(74)代理人 弁理士 小川 勝男

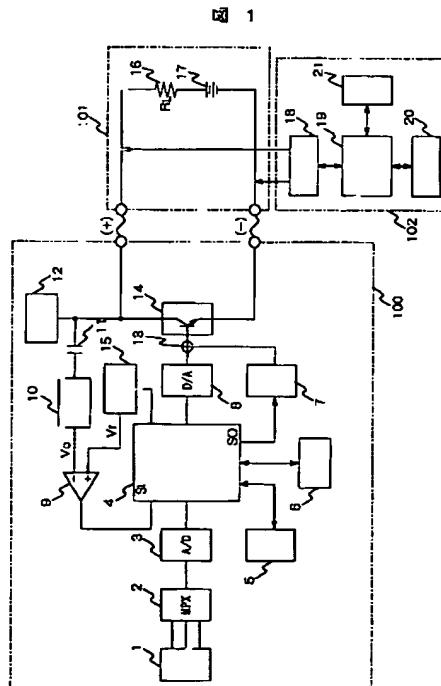
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 インテリジェント伝送器

(57)【要約】

【課題】受信回路の検波特性を負荷抵抗値に応じて最適制御するインテリジェント伝送器を提供する。

【解決手段】ハンドヘルドターミナル102により4~20mAループ電流に重畠された既知の送信信号は、受信フィルタ回路10を通過してから検波回路9で基準電圧と比較されデジタル信号に変換される。マイクロプロセッサ4は基準電圧を制御することにより予めメモリ6内に記憶されている範囲を掃引し、受信エラーが発生する基準電圧値と受信割込みが発生しなくなる基準電圧値とを検索し、両者の中間値に基準電圧値を制御する。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】センサからの信号に応じて演算処理を実行すると共に内部情報をデジタル信号化した送信信号を生成し、その演算処理の結果をメモリ回路に格納、記憶する手段と、前記演算処理の結果に応じたループ電流を二線式ループ内に流す電圧、電流変換手段と、前記デジタル信号化した送信信号を前記二線式ループを介して外部に送信する送信回路手段と、外部からの信号を前記二線式ループを介して受信する受信回路を有するインテリジェント伝送器において、前記受信回路に設けられ、外部からの信号をデジタル信号に変換する検波回路の基準電圧入力側の電位を変更可能とする手段を有することを特徴とするインテリジェント伝送器。

【請求項2】請求項1において、前記検波回路の信号入力側の電位を変更可能とする手段を有するインテリジェント伝送器。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は二線式ループを介して通信を行うインテリジェント伝送器に係り、特に、受信特性の自己補正が可能なインテリジェント伝送器に関する。

## 【0002】

【従来の技術】インテリジェント伝送器は配線が2本で済むため二線式が主流であり、図3に示すように出力端子外部に定電圧電源と負荷抵抗を接続して二線式ループを構成し、出力端子間にハンドヘルドターミナルやディストリビュータを接続してホスト側との通信を行う。この場合、インテリジェント伝送器は、オンライン時には、例えば、プロセス変量などの物理量に対応する4~20mAのアナログ信号としてのループ電流に内部情報としてデジタル信号化された通信用デジタル信号電流を重畳させて外部ホスト側に送信すると共に、外部ホスト側から送出された4~20mAのループ電流に重畳されている通信用デジタル信号電流を受信するといった通信を行う。また、オフライン時には、プロセス変量などの物理量には関係しない通信、例えば、製造時にハンドヘルドターミナル等から伝送器内部のメモリに温度補償データ等の各種データを転送したり、保守時に伝送器内部のメモリの内容をハンドヘルドターミナルで確認するといった通信を行う場合もある。

【0003】従来のインテリジェント伝送器において、二線式ループを介して外部ホスト側に信号を送信すると共に、外部ホスト側からの信号を二線式ループを介して受信するものは、例えば、①特開昭60-119139号公報及び②特開平5-89394号公報に開示のものがある。従来技術①は、二線式ループとマイクロプロセッサとの間に伝送指令信号読み込み手段を設け、二線式ループを介して受信端側から送られてくる伝送指令信号を検出すると共に、この伝送指令信号をマイクロプロセッサに読み込ま

せるものである。また、従来技術②は、二線式ループとマイクロプロセッサとの間にハンドヘルドターミナルとデータ通信をするためのインターフェースを接続し、二線式ループからのデジタル信号を並列データとしてマイクロプロセッサに伝送し、逆にマイクロプロセッサからのデータを直列信号として二線式ループ側に伝送する。

## 【0004】

【発明が解決しようとする課題】しかし、従来技術では以下の問題点が存在する。上記のようなインテリジェント伝送器がホスト側と通信を行う場合には、二線式ループ電流に重畳されたデジタル通信信号電流を電圧信号に変換するための負荷抵抗R1を二線式ループ内に挿入するが、この負荷抵抗値の範囲はユーザー側の利便性を考慮して、最小値R1(MIN)と最大値R1(max)との間に5倍程度の裕度を与えて250Ω~1200Ωとしている。通信信号電流の振幅は±0.5mAに固定されているため、受信信号の振幅電圧は±0.5mA×R1で表され負荷抵抗値に比例する。一方、受信通信信号に含まれている通信周波数領域外のノイズ成分を除去するための通信フィルタ回路は、2次ハイパスフィルタと1次ローパスフィルタの組合せをオペアンプで構成するが、図2に示すようにステップ入力信号に対して必ずオーバーシュート出力が発生する特性を持つ。このオーバーシュート量は入力信号の振幅に比例するため、負荷抵抗値が大きい場合、後段の検波回路で受信信号をデジタル信号に変換する際に検波回路を構成するコンパレータの基準入力側の電位Vr(1)をオーバーシュート電位が横切る状態が発生し、この時エラー信号が生じる。ここでエラー信号の発生を防止するためにコンパレータの基準入力側の電位と信号入力側のDC電位Vcとの差を大きくとり基準入力側の電位をVr(3)とすると、上述の場合とは逆に負荷抵抗値が小さい場合に受信裕度が減少し、通信エラーあるいは受信不能状態が発生する。

【0005】本発明の目的は、受信条件が負荷抵抗値に影響されないインテリジェント伝送器を提供することにある。

## 【0006】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するため、本発明は次の構成とする。すなわち、二線式ループに重畳された受信信号はフィルタ回路でノイズ除去され、続いて後段の検波回路でデジタル信号に変換されるが、検波回路のしきい値を決定する基準電圧を可変となるように制御する手段を設ける。

【0007】二線式ループに接続される負荷抵抗値が比較的大きく、受信フィルタ回路の出力側に発生するオーバーシュート電位が検波回路のしきい値を横切る場合、余分な信号が生成し受信エラーが発生する。この場合は、検波回路の基準電圧入力側の電位Vrと信号入力側のDC電位Vcとの差を増加させる方向に検波回路の基準電

圧 $V_r$ を変化させる。一方、負荷抵抗値が比較的小さく、受信フィルタ回路の振幅の絶対値が検波回路のしきい値に達しない場合は、受信データが取り込まれず受信割込みが発生しない。この場合は、検波回路の基準電圧入力側の電位 $V_r$ と信号入力側のDC電位 $V_c$ との差を減少させる方向に検波回路の基準電圧 $V_r$ を変化させる。

## 【0008】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施例を図1及び図2を用いて説明する。図1で、D/Aコンバータ8はマイクロプロセッサ4から送られてきたデータに応じて電圧・電流変換回路(V/I変換回路)14を駆動してループ電流を一定値に制御する。送信信号 $T \times D$ はマイクロプロセッサ4のシリアル通信出力端子S0からデジタル信号で送出され、送信回路7で波形整形された後、加減算回路13でD/Aコンバータ8の出力信号に加算され、V/I変換回路14でアナログ4~20mAループ電流に重畠される。一方、ループ電流に重畠されている通信信号はコンデンサ11によるACカップリングでDC分が除去された後、受信フィルタ回路10でノイズ成分を除去してから検波回路9でデジタル信号に変換されマイクロプロセッサ4のシリアル通信入力端子

$$V_c - V_r > R_1 (\text{MAX}) \times V_h / R_1 (\text{MIN})$$

+ |Vof1| × G + |Vof2| ... (数1)

## 【0011】

$$V_c - V_r < 0.5 \text{mA} \times R_1 (\text{MIN}) \times G - |Vof1| \times G - |Vof2| ... (数2)$$

一般的な数値として、 $V_h = 10 \text{mV}$ ,  $Vof1 = Vof2 = 10 \text{mV}$ ,  $G = 3$ ,  $R_1 (\text{MAX}) / R_1 (\text{MIN}) = 5$ とすると、数1及び数2より数3の関係式を得る。

$$90 \text{mV} < (V_c - V_r) < (1.5 \text{mA} \times R_1 (\text{MIN})) - 40 \text{mV} ... (数3)$$

数3より、コンパレータのしきい値電圧( $V_c - V_r$ )を90mVから335mVの範囲で掃引されることにより、検波条件が最適となるしきい値電圧を検索できることが分かる。しきい値電圧範囲は、デバイスのばらつきや温度影響を考慮し、裕度を持たせた値を予めメモリ6に記憶させておく。

【0013】最適しきい値電圧を検索する手順は次のとおりである。まず、ハンドヘルドターミナル102によってアナログ4~20mAループ電流に既知の送信信号電流を重畠させる。伝送器内部のマイクロプロセッサ4は、しきい値電圧( $V_c - V_r$ )を335mVから一定の周期で減少させる方向にD/Aコンバータ15に送信するD/Aデータを変化させると同時に受信信号をモニタする。しきい値電圧( $V_c - V_r$ )が受信フィルタ回路10の出力側に発生しているオーバーシュート電圧 $V_h$ と一致すると受信エラーが発生するが、この時のD/Aデータ値 $V_r(1)$ をメモリ6に記憶させる。この遷移点でのコンパレータ9の出力波形は、図2に示すようにRxD(2)からRxD(1)に変化している。次にマイクロプロセッサ4は、しきい値電圧( $V_c - V_r$ )を90mVから一定の周期で増加させる方向にD/Aコンバータ15に送信するD/Aデータを変化させると同時に受信信号をモニタする。しきい値電圧( $V_c - V_r$ )が受信フィルタ回路10の出力電圧の最大振幅を超えるとコンパレータ9の出力がカットオフし、マイクロプロセッサ4には受信信号S1による通信割込みが発生しなくなるが、この時のD/Aデータ値 $V_r(3)$ をメモリ6に記憶させる。この遷移点でのコンパレータ9の出力波形は、図2に示すようにRxD(2)からRxD(3)に変化している。以上の検索により得たD/Aデータ値 $V_r(1)$ 及び $V_r(3)$ より最適しきい値電圧( $V_c - V_r$ )を発生させるためのD/Aデータ値 $V_r(2)$ は数4で得られる。

S1に入力される。受信フィルタ回路10は、通常シリアル通信速度600BPSを中心周波数 $f_0$ とする1次のローパスフィルタ(LPF)と2次のハイパスフィルタ(HPF)の組合せであるバンドパスフィルタ(BPF)構成とする。通常、検波回路9はコンパレータを使用し、本実施例では非反転入力端子を基準電圧入力側、反転入力端子を受信信号入力側としている。受信フィルタ10から出力される受信信号のDC電位 $V_c$ は、検波回路9および受信フィルタ回路10のダイナミックレンジを最大とするために回路電源電圧 $V_{pp}$ の1/2とする。一方、基準電圧 $V_r$ はマイクロプロセッサ4から第2のD/Aコンバータ15に送信されるデータに従い任意に変更可能であり、可変範囲は以下の通りである。

【0009】受信フィルタ回路10の増幅度(ゲイン)をG、最大オフセット電圧を $Vof1$ 、負荷抵抗値 $R_1$ が最小のときの最大オーバーシュート出力電圧を $V_h$ 、検波回路9の最大オフセット電圧を $Vof2$ とすると、受信信号が正常に検波されるためには数1及び数2を満足する必要がある。

## 【0010】

## 【数1】

## 【数2】

## 【0012】

## 【数3】

$$V_c - V_r < 0.5 \text{mA} \times R_1 (\text{MIN}) \times G - |Vof1| \times G - |Vof2| ... (数2)$$

$$90 \text{mV} < (V_c - V_r) < (1.5 \text{mA} \times R_1 (\text{MIN})) - 40 \text{mV} ... (数3)$$

RxD(2)からRxD(1)に変化している。次にマイクロプロセッサ4は、しきい値電圧( $V_c - V_r$ )を90mVから一定の周期で増加させる方向にD/Aコンバータ15に送信するD/Aデータを変化させると同時に受信信号をモニタする。しきい値電圧( $V_c - V_r$ )が受信フィルタ回路10の出力電圧の最大振幅を超えるとコンパレータ9の出力がカットオフし、マイクロプロセッサ4には受信信号S1による通信割込みが発生しなくなるが、この時のD/Aデータ値 $V_r(3)$ をメモリ6に記憶させる。この遷移点でのコンパレータ9の出力波形は、図2に示すようにRxD(2)からRxD(3)に変化している。以上の検索により得たD/Aデータ値 $V_r(1)$ 及び $V_r(3)$ より最適しきい値電圧( $V_c - V_r$ )を発生させるためのD/Aデータ値 $V_r(2)$ は数4で得られる。

## 【0014】

## 【数4】

$$V_r(2) = (V_r(1) + V_r(3)) / 2$$

…(数4)

数4をマイクロプロセッサ4内部で演算した結果求められるD/Aデータ値 $V_r(2)$ は、メモリ6に記憶されると共にD/Aコンバータ15に送信され最適しきい値電圧が設定される。

【0015】以上の説明では最適しきい値を数4で規定しているが、ノイズ環境が悪い場合には $V_r(2)$ を $V_r(3)$ 側に遷移させることで耐ノイズ性を向上させることが考えられる。あるいは逆にノイズ環境が良く負荷抵抗値を小さくしたい場合に $V_r(2)$ を $V_r(1)$ 側に遷移させることで対応できる。

【0016】

【発明の効果】本発明によれば負荷抵抗値およびデバイスのばらつきに依存しない受信回路を構成できるため、伝送器の設計裕度が増すとともに設置条件に対する制約を緩和することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施例を示す回路のブロック図。

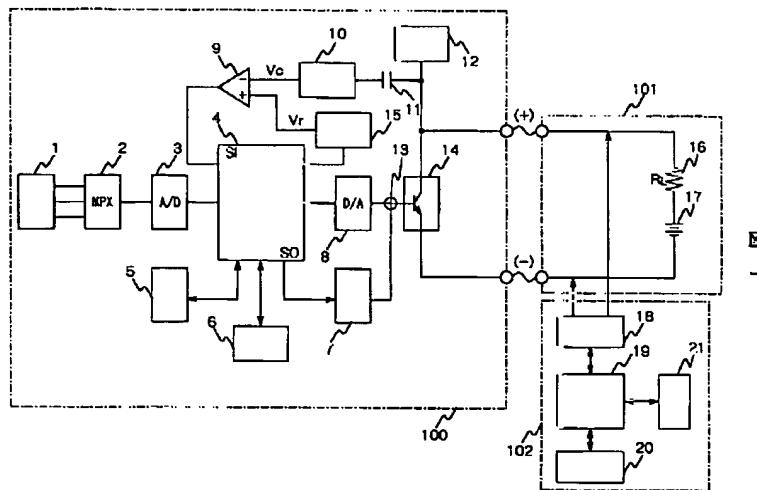
【図2】図1の実施例の動作を説明する波形図。

【図3】二線式伝送器の結線方法を説明する接続図。

【符号の説明】

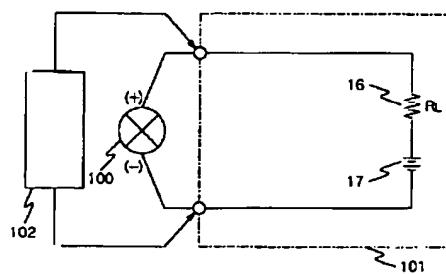
4…マイクロプロセッサ、6…メモリ、9…検波回路、  
10…受信フィルタ回路。

【図1】



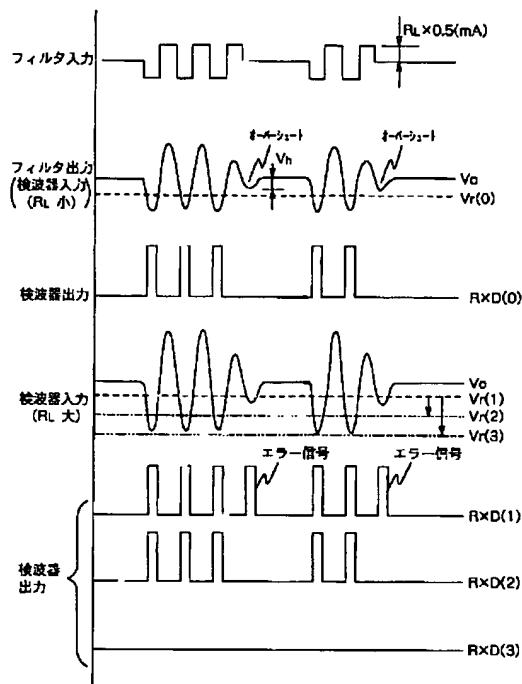
【図3】

図3



【図2】

図2



フロントページの続き

(72)発明者 小林 照雄  
 茨城県ひたちなか市大字市毛882番地 株  
 式会社日立製作所計測器事業部内

(72)発明者 伊東 幸男  
 茨城県ひたちなか市堀口字長久保832番地  
 2 日立計測エンジニアリング株式会社内